

(19)



JAPANESE PATENT OFFICE

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **09245436 A**

(43) Date of publication of application: **19 . 09 . 97**

(51) Int. Cl.

G11B 20/10
G11B 5/09

(21) Application number: **08073032**

(71) Applicant: **SONY CORP**

(22) Date of filing: **05 . 03 . 96**

(72) Inventor: **HIRASAKA HISAKADO**

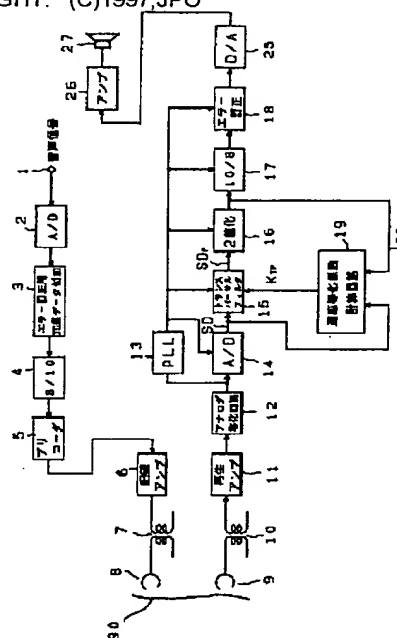
(54) **DATA REPRODUCING EQUIPMENT AND DEVICE
FOR ADAPTIVE EQUALIZATION**

COPYRIGHT: (C)1997,JPO

(57) Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To improve low-cut characteristics by a construction wherein an adaptive equalization circuit is composed of a transversal filter and a coefficient generating means which generates variably a coefficient for each tap position of the filter.

SOLUTION: An output from an analog equalization circuit 12 is converted into digital data by an A/D converter 14 and then a signal SD thereof is inputted to a transversal filter 15. This transversal filter 15 executes filtering on the basis of a coefficient KTP generated by an adaptive equalization coefficient computing circuit 19 and outputs a signal SDF thus obtained to a binary-coding circuit 16. The adaptive equalization coefficient computing circuit 19 generates the tap coefficient KTP adaptively from the output of the A/D converter 14 and an output of the binary-coding circuit 16 and controls the filtering of the transversal filter 15. According to this constitution, an equalization error is minimized in a signal in the stage of the output of the analog equalization circuit.



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平9-245436

(43) 公開日 平成9年(1997)9月19日

(51) Int.Cl. ⁶	識別記号	序内整理番号	F I	技術表示箇所
G 1 1 B 20/10	3 2 1	7736-5D	G 1 1 B 20/10	3 2 1 A
5/09	3 2 1		5/09	3 2 1 A

審査請求 未請求 請求項の数6 F D (全 17 頁)

(21) 出願番号 特願平8-73032

(22) 出願日 平成8年(1996)3月5日

(71) 出願人 000002185

ソニー株式会社

東京都品川区北品川6丁目7番35号

(72) 発明者 平坂 久門

東京都品川区西五反田3丁目9番17号 ソ

ニーマグネスケール株式会社内

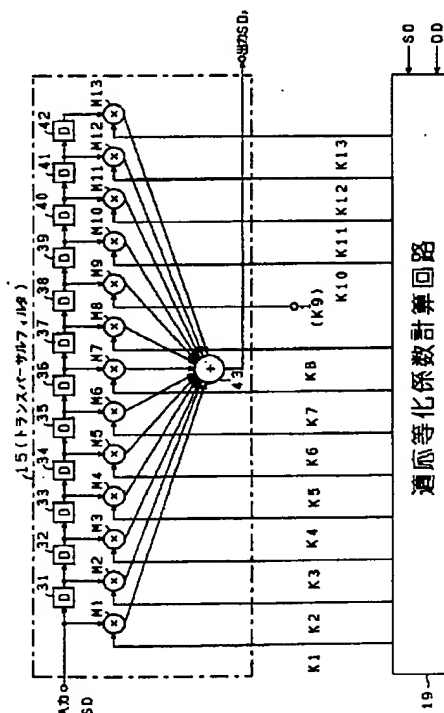
(74) 代理人 弁理士 脇 篤夫 (外1名)

(54) 【発明の名称】 データ再生装置及び適応等化装置

(57) 【要約】

【課題】 クロストーク除去のための低域カット特性を持ち、しかし位相特性はアナログハイパスフィルタの位相進みを補正すべく遅れ位相を持つフィルタを簡易な構成で実現する。さらにこれにより再生装置のエラーレートを改善する。

【解決手段】 トランスペアサルフィルタを、インパルス応答の中心位置より時間的にはやい方向のタップ数を n 、インパルス応答の中心位置より時間的に遅い方向のタップ数を m としたときに、 $n > m$ となるようにインパルス応答の中心位置となるセンタータップ位置を設定する。また、センタータップ位置を可変設定できるようにする。



1

【特許請求の範囲】

【請求項1】 電磁変換系の伝達特性がDC帯域まで伸びた特性となる等化方式が採用されており、記録媒体から読み出された信号を適応等化回路により等化誤差を補償してからデコード処理を行なってデータ再生を行なうデータ再生装置において、

前記適応等化回路は、トランスバーサルフィルタ手段と、適応演算に基づいて前記トランスバーサルフィルタ手段の各タップ位置に対する係数を可変発生させる係数発生手段とから成るとともに、

前記トランスバーサルフィルタ手段は、インパルス応答の中心位置より時間的にはやい方向のタップ数を n 、インパルス応答の中心位置より時間的に遅い方向のタップ数を m としたときに、 $n > m$ となるようにインパルス応答の中心位置となるセンタータップ位置が設定されていることを特徴とするデータ再生装置。

【請求項2】 前記トランスバーサルフィルタ手段におけるセンタータップ位置を可変設定できるセンタータップ可変手段が設けられていることを特徴とする請求項1に記載のデータ再生装置。

【請求項3】 前記センタータップ可変手段は、デコードされた再生データについてのエラー発生状況に応じて前記トランスバーサルフィルタ手段におけるセンタータップ位置の可変制御を行なうことができるように構成されていることを特徴とする請求項2に記載のデータ再生装置。

【請求項4】 前記係数発生手段は、前記トランスバーサルフィルタ手段におけるインパルス応答の中心位置より時間的にはやい方向の各タップ位置に対しての係数の値としては、ゼロを含む一方の極性の値に限定して発生させることを特徴とする請求項1に記載のデータ再生装置。

【請求項5】 トランスバーサルフィルタ手段と、適応演算に基づいて前記トランスバーサルフィルタ手段の各タップ位置に対する係数を可変発生させる係数発生手段とから成るとともに、

前記トランスバーサルフィルタ手段は、インパルス応答の中心位置より時間的にはやい方向のタップ数を n 、インパルス応答の中心位置より時間的に遅い方向のタップ数を m としたときに、 $n > m$ となるようにインパルス応答の中心位置となるセンタータップ位置が設定されていることを特徴とする適応等化装置。

【請求項6】 前記トランスバーサルフィルタ手段におけるセンタータップ位置を可変設定できるセンタータップ可変手段が設けられていることを特徴とする請求項5に記載の適応等化装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、データ再生装置及び適応等化装置に関し、特に磁気ヘッドによって記録媒

2

体からの情報を読み出すデータ再生装置において好適なものである。

【0002】

【従来の技術】磁気テープを記録媒体としてデジタルデータを記録／再生する装置としてDAT装置（デジタルオーディオテープレコーダ）が知られている。このDAT装置では、記録ヘッド又は再生ヘッドとしていわゆるリングヘッドといわれる磁気ヘッドが用いられている。そして、再生時には、磁気ヘッドによってテープから読み取られた信号について等化器（イコライザ）を用いて波形等化を行ない、その後、2値化、デコード、エラー訂正などの処理を行なってデータを再生するように構成されている。

【0003】DATシステムにおいては、データ記録時の変調方式として8-10変換とよばれる変調方式が採用されているが、この変調方式による記録信号にはDC成分が存在しないので、低域遮断の影響を受けにくいという特徴がある。そのためDAT装置では再生時の等化処理として、伝達特性がDC帯域までのびた等化方式であるところの、積分等化方式（PR(1)方式とも呼ばれる）や、クラス1パーシャルレスポンス方式（PR(1,1)方式又はPR1方式とも呼ばれる）が採用される場合が多い。

【0004】図12に積分等化方式、クラス1パーシャルレスポンス方式（PR(1,1)方式）についての特性を示す。また比較のためクラス4パーシャルレスポンス方式（PR(1,0,-1)方式）も示しておく。なお周波数軸は、或る周波数（例えばサンプリング周波数）を1.00として規格化した値で示している。この図から分かるように積分等化方式及びクラス1パーシャルレスポンス方式は伝達特性がDCまで伸びている。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】ところが、このような装置では次のような問題がある。まず、回路に存在するハイパスフィルタ成分により、DCまでの周波数特性のフラット化を困難にする要因があることがあげられる。ハイパスフィルタ成分とは、ロータリートランスのハイパスフィルタ特性、リングヘッドの微分特性、再生アンプやアナログ等化回路内の回路段間に設けられるカップリングコンデンサのハイパスフィルタ作用、等があげられる。

【0006】DAT装置の場合、磁気ヘッドは回転ドラムに配され、回転ドラムが走行される磁気テープと摺接しながら回転されることで、磁気ヘッドによるヘリカルスキャン方式の走査が行なわれる。そして、回転ヘッド内の磁気ヘッドによって読み出された情報は、ロータリートランスを介して基板上に配された再生回路系に送られることになる。このロータリートランスは、そもそもトランスであることからDC帯域までの伝送は行なわれず、従って、この時点で伝送される信号の低域劣化が発生

し、低域等化誤差としてあらわれる。

【0007】またリングヘッドの微分特性として、テープ上に記録された高域情報ほど出力が大きくなる特性がある。そして、このような特性を補正するために積分型のアナログ等化回路が用いられるが、必要十分な低域までの積分特性の実現は難しいという事情がある。これによっても低域等化誤差が発生する。さらに、上述のように回路段間のカップリングコンデンサによるハイパスフィルタ機能により低域等化誤差が発生する。

【0008】ここで図13のような一般的なハイパスフィルタを考え、その特性について考えてみる。このハイパスフィルタでは、伝達関数を $H(f)$ とすると、

【数1】

$$H(f) = \frac{R}{R + j\omega C} = \frac{1}{1 + j \times 2 \times \pi \times f \times C \times R}$$

$$= \frac{1}{1 + j 2 \pi f}$$

となる。

【0009】このような1次のハイパスフィルタのゲイン特性、位相特性は図14(a)(b)のようになる。なお周波数軸は規格化周波数値としての『Hz』で示している。ハイパスフィルタによる低域等化誤差をゲイン誤差と位相誤差に分けて考えてみると、図14(a)

(b)からわかるように、ゲインが-3dBになる周波数(約0.16Hz)で位相は45度も進み方向に回転してしまっており、これは、位相誤差がデジタルデータの再生に大きな悪影響を与えていることを意味する。デジタルデータの再生では、読出RF信号波形について一般にアイパターンとして知られている観測を行なった場合にそのアイが良好に開く状態がよいとされ、その状態でRF信号の2値化が精度よく行なわれることになるが、位相誤差が大きくなるということは、2値化の検出ポイントにおいてアイパターン波形のアイが開いていないタイミングでサンプリングを行ってしまう状況を意味する。

【0010】このことから上述のハイパスフィルタ成分によって電磁変換系の低域位相を進ませる方向の無視できない量の位相誤差が発生することは、データ再生動作上、非常に好ましくないものとなる。

【0011】一方、これまでの説明と矛盾する感もあるが、クロストーク除去の観点からは、意図的に低域を遮断したほうが良い場合もある。DATシステムではテープ上に斜め方向に形成される記録トラックとしては、隣接トラックどうしが逆アジマス状態となるようにし、さらにトラック幅より広い幅の記録ヘッドで記録時にトラックが隣接トラックの一部をオーバーライトしていく、いわゆるアジマスベタ記録を行なうことで、トラックピッチをつめたり、トラッキングエラーに強くすることなどを実現しているが、このアジマスベタ記録に起因する隣接トラックからのクロストークを除去することを目的

として、低域ゲインを意図的に低下させた方がSN比を向上させる場合がある。

【0012】そしてクロストークノイズは、例えば図12に示すようにDC付近の低域で発生するが、これに対応して一点鎖線で示すようにゲインを下げるのが考えられる。ところが、このような処理は一種のハイパスフィルタ処理となり、従って上述したような低域の位相回転がひどくならない範囲に限定せざるを得ない。

【0013】これらの事情から再生回路系において、隣接トラックのクロストーク除去のための低域カット特性を持ち、しかし位相特性はアナログハイパスフィルタの位相進みを補正すべく遅れ位相を持つフィルタが実現できればよいわけであるが、これは図14に示した一般的なアナログハイパスフィルタの特性から、アナログフィルタによる実現はほぼ不可能なものとなっている。

【0014】さらに、DAT装置の個々のヘッド構造の機械的誤差や回路上の温度特性誤差、さらには経時変化などによりクロストークの大小のばらつきも発生するが、これらのばらつきに対して適応的に補償を行なうことができ、結果的に再生データのエラーレートの改善を実現できるフィルタも求められている。

【0015】

【課題を解決するための手段】以上のような事情に鑑みて本発明では、クロストーク除去のための低域カット特性を持ち、しかし位相特性はアナログハイパスフィルタの位相進みを補正すべく遅れ位相を持つフィルタであるとともに、各種のばらつき要因に対応して適応的に対応できるフィルタとして、トランスバーサルフィルタを用いた適応等化装置及びそれを用いたデータ再生装置を実現すること、さらにそのような適応等化装置(及びデータ再生装置)を、比較的簡易な構成で実現すること、を目的とする。

【0016】このため適応等化回路としては、トランスバーサルフィルタ手段と、適応演算に基づいてトランスバーサルフィルタ手段の各タップ位置に対する係数を可変発生させる係数発生手段とから形成する。そしてこのトランスバーサルフィルタ手段は、インパルス応答の中心位置より時間的にはやい方向のタップ数を n 、インパルス応答の中心位置より時間的に遅い方向のタップ数を m としたときに、 $n > m$ となるようにインパルス応答の中心位置となるセンタータップ位置が設定されているようにすることで、簡易な構成で、上記した特徴を有するフィルタを形成する。そしてこのような適応等化回路を、電磁変換系の伝達特性がDC帯域まで伸びた特性となる等化方式が採用されており、記録媒体から読み出された信号を適応等化回路により等化誤差を補償してからデコード処理を行なってデータ再生を行なうデータ再生装置に用いるようにする。

【0017】また、トランスバーサルフィルタ手段におけるセンタータップ位置を可変設定できるセンタータッ

プ可変手段を設け、各種のばらつきに適応的に対応できるようにする。さらに、センタータップ可変手段は、デコードされた再生データについてのエラー発生状況に応じてトランスバーサルフィルタ手段におけるセンタータップ位置の可変制御を行なうことができるように構成する。さらに、係数発生手段は、トランスバーサルフィルタ手段におけるインパルス応答の中心位置より時間的にはやい方向の各タップ位置に対しての係数の値としては、ゼロを含む一方の極性の値に限定して発生させるようにし、回路構成の簡略化を促進する。

【0018】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施の形態として本発明の適応等化装置を用いたデータ再生装置を、DAT記録再生装置として実現する第1～第4の例を説明する。なお各例は音声データをデジタル化して記録／再生するDAT記録再生装置とするが、コンピュータデータ等を対象としたデータストレージ機器としてDATシステムやその他の磁気テープメディアが用いられるシステムであっても、本発明は同様に適用できるものである。さらに電磁変換系の伝達特性がDC帯域まで伸びた特性となる等化方式が採用されている磁気ディスクシステム、光磁気ディスクシステムなどでも同様である。

【0019】【第1の実施の形態】第1の実施の形態としてのDAT記録再生装置、及びそれに搭載される適応等化装置について図1、図2及び図8～図11を用いて説明する。

【0020】図1は磁気テープに対しての音声信号の記録／再生を行なうDAT記録再生装置のブロック図である。記録されるアナログ音声信号は端子1から入力されてA/D変換器2でデジタルデータに変換される。そして、エラー訂正用エンコード部3で所定のデータ単位毎にエラー訂正コードが付加され、記録用のフォーマットとしてのデジタルデータが生成される。このデジタルデータは8-10変調部4で8-10変調処理されて記録用の信号とされ、プリコード5を介して記録アンプ6に供給される。この記録用の信号としては、次のロータリトランス7を介し、ここで直流(DC)成分がカットされることから、DCフリーの符号則である8-10変調が採用されているものである。またプリコード5は例えばクラス1パーシャルレスポンス(PR(1,1))におけるプリコードである。

【0021】記録アンプ6で増幅された信号はロータリトランス7を介して回転ドラム内の記録ヘッド8に供給され、記録ヘッド8により走行されている磁気テープ90に対する磁気記録動作が行なわれる。図示しないが記録ヘッド8を搭載した回転ドラムに対しては磁気テープ90は高さ方向に傾斜した状態で所要角度巻きつけられながら走行し、また回転ドラムは磁気テープ90に摺接しながら回転されることで、いわゆるヘリカルスキャン方式による記録トラックが形成されていく。

【0022】再生時には、回転ドラムに巻きつけられた磁気テープ90が走行されるとともに回転ドラムが回転されることで、回転ドラムに搭載されている再生ヘッド9が記録トラックをトレースしていき、記録されたデータが読み出される。なお、図面上は1つの記録ヘッド8、1つの再生ヘッド9を示しているのみであるが、実際にはアジマスベタ記録方式が採用されるため、アジマス角度の異なる2つの記録ヘッド、2つの再生ヘッドがそれぞれ互いに所定角度離れた状態で回転ドラムの周面上に配置されていることになる。実際の形態としては2つの記録専用ヘッドと2つの再生専用ヘッドが用いられる場合、2つの記録再生ヘッドが用いられる場合、1つの記録再生ヘッドと各1つの記録ヘッド、再生ヘッドが採用される場合等がある。

【0023】再生ヘッド9で読み出された信号はロータリトランス10を介して再生アンプ11に供給される。なお、記録用のロータリトランス7、再生用のロータリトランス10は1つのロータリトランスで兼用できる場合もある。再生アンプ11で増幅された信号はアナログ等化回路12で等化处理されてPLL回路13及びA/D変換器14に供給される。アナログ等化回路12は、いわゆる一般的なアナログイコライザとして構成され、再生ヘッド9が有する微分特性を補正するための低域に対して積分特性を有する積分回路と、再生ヘッド9のギャップ等によるロスを補正するための高域に対して微分特性を持つ微分回路と、必要な帯域の信号だけを通過させるローパスフィルタと、このローパスフィルタによる位相回りを補正するため振幅を変化させずに位相を変化させる位相等化器とを備える。

【0024】PLL回路13はアナログ等化回路12からの出力に同期した再生クロックを生成し、A/D変換器14、トランスバーサルフィルタ15、2値化回路16、10-8変換部17、エラー訂正部18に対しての動作クロックとして供給する。

【0025】アナログ等化回路12からの出力はA/D変換器14でデジタルデータ化された後、その信号SDはトランスバーサルフィルタ15に入力される。このトランスバーサルフィルタ15は適応等化係数計算回路19から発生される係数 K_{TP} に基づいてフィルタリング処理を行なった信号 S_{DF} を2値化回路16に出力する。

【0026】適応等化係数計算回路19は、A/D変換器14の出力及び2値化回路16の出力から適応的にタップ係数 K_{TP} を発生させ、トランスバーサルフィルタ15のフィルタリング処理を制御する。このトランスバーサルフィルタ15と適応等化係数計算回路19は本発明の適応等化装置に該当し、つまり、トランスバーサルフィルタ15ではアナログ等化回路15の出力段階の信号において残留する等化誤差を最小化する働きを行なう。

【0027】2値化回路16では入力される信号 S_{DF} を2値化し、10-8変換部17に出力する。10-8

変換部17は記録時の8-10変調に対するデコード動作を行なう。デコードされたデータはエラー訂正部18でエラー訂正処理がされた後、D/A変換器25でアナログ信号とされる。つまりもとのアナログ音声信号とされる。そしてアンプ26により増幅されスピーカ27から音声として出力される。

【0028】このようなDAT記録再生装置において、トランスバーサルフィルタ15の低域特性の設計に関しては次の指針が与えられる。このDAT記録再生装置では電磁変換系の伝達特性をDCまで伸ばす等化方式であるところのクラス1パーシャルレスポンス方式が採用されている。なお、積分等化方式が採用されている場合でも本発明は同様に適用できるものである。

【0029】このような伝達特性を持つ装置の場合、まずゲイン特性に関しては、低域ゲイン特性ずれによる低域等化誤差の増加を多少許容しても、隣接トラックのクロストーク除去の目的から低域カットを行なったほうがトータルで考えたSN比が向上する。また位相特性に関しては、種々の回路要素におけるハイパスフィルタ成分、即ちロータリートランス10のハイパスフィルタ特性、再生ヘッド9の微分特性、再生アンプ11やアナログ等化回路12内の回路段間に設けられるカップリングコンデンサのハイパスフィルタ作用、等による低域位相進みを補正したほうが低域誤差が減少されることになるため、SN比が向上することになる。

【0030】従ってトランスバーサルフィルタ15としては、アナログ等化回路12では実現不可能な、低域カット特性を持ち、しかし位相特性はハイパスフィルタ成分による位相進みを補正すべく遅れ位相を持つ特性を持たせることが望ましい。

【0031】ここで、このような特性を実現するトランスバーサルフィルタとして要求される仕様及びインパルスレスポンスを考えてみる。このようなトランスバーサルフィルタの代表的特性は、チャネルクロック周波数を f_r [Hz]とすると、そのゲイン特性及び位相特性は図8(a)(b)に示すようになる。即ち、ゲイン特性は $(1/128)f_r$ 以下でゼロとなる特性であり、また位相特性としては、DCで $-80^\circ \sim (5/128)f_r$ で 0° を直線補間した特性である。

【0032】また、このときのトランスバーサルフィルタのインパルスレスポンスは図9のようになる。なお、図9において横軸の単位はチャネルクロック周期 $T=1/f_r$ [sec]である。そして、この横軸の値はFIRデジタルフィルタにおけるタップ数に相当すると考えることができる。

【0033】ところが、この図9のような長いインパルスレスポンスを持つということは、FIRデジタルフィルタとしてそれだけの数のタップ数が必要になることを意味し、つまりFIRデジタルフィルタとしての回路規模はかなり増大する。回路規模の増大を避けるにはイン

パルスレスポンスを適当な部分で打ち切る必要があり、そこでこの図9のインパルスレスポンスにおける、インパルス前のサイドローブが大きくて長く、かつインパルス後のサイドローブが小さくて短い（つまりインパルス中心が遅れ側にずれている）という特徴に着目し、図9に矢印で示す区間で打ち切ることが適切である。この矢印区間をトランスバーサルフィルタのタップ係数とすれば、大幅なタップ数削減が可能となり、大規模なFIRフィルタとせずに本例において好適なトランスバーサルフィルタを実現できる。

【0034】ここで本例の構成に戻って適応等化装置としてのトランスバーサルフィルタ15及び適応等化係数計算回路19を考えてみる。適応等化係数計算回路19はトランスバーサルフィルタ15のタップ係数を自動的に最適化する回路であり、例えばトランスバーサルフィルタ15を図9のようなインパルスレスポンスを実現する大規模なトランスバーサルフィルタとすれば、前述した低域補正フィルタも包含した最適点に自然に収束する動作が実現される。

【0035】しかし回路規模の縮小という観点からみると、少ないタップ数であっても低域誤差補正フィルタとして機能する特性が得られる構成とすることが必要になる。即ち上述した、低域カット特性を持ち、しかし位相特性はハイパスフィルタ成分による位相進みを補正すべく遅れ位相を持つ特性を少ないタップ数のFIRフィルタで実現することである。そしてこれを実現するには、上述したように、図9に矢印で示す区間で打ち切った状態のインパルスレスポンスを得ること、即ちFIRフィルタのセンタータップ位置（＝インパルス応答の中心位置）をインパルスレスポンスが遅れる側にずらすことが有効であると考えられる。

【0036】ここで適応等化係数計算回路19の機能として、トランスバーサルフィルタ15のセンタータップ位置の自動調整機能が備わっていれば、トランスバーサルフィルタ15のセンタータップ位置をインパルスレスポンスが遅れる側にずらすことは容易である。ところが、通常の適応等化係数計算回路19においてこのような機能を与えることは實際上、非現実的な程困難なものである。このことについて説明するため、まず適応等化係数計算回路19としての動作を説明しておく。

【0037】適応等化係数計算回路19は、トランスバーサルフィルタ15においていわゆる自動等化動作を実現するためのタップ係数 K_{TP} を適応的に逐次可変設定するものである。その適応的な設定動作のためにはトランスバーサルフィルタ15への入力信号SDと、トランスバーサルフィルタ15からの出力信号（2値化回路16の出力信号DD）を用いる。そしてトランスバーサルフィルタ15の入出力の値から予測誤差を算出し、その予測誤差が極小小さくなるようにタップ係数 K_{TP} を調整するものである。

【0038】まず、送信データ系列を $w(n)$ 、伝送路のインパルスレスポンス系列を $g(n)$ とする。図1のDA/T記録再生装置では、送信データ系列は記録信号に、また伝送路は記録アンプ6～A/D変換器14の入力までに相当する。適応等化装置、即ちトランスバーサルフィルタ15及び適応等化係数計算回路19への入力信号SDとなる、RF信号をチャネルクロックタイミングでサンプリングした信号に相当する入力信号系列を $q(n)$ とすると、入力信号系列 $q(n)$ は送信系列 $w(n)$ と伝送路のインパルスレスポンス系列 $g(n)$ の畳み込み積分に等しいので、

【数2】

$$q(n) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} g(n-m) w(m)$$

として表わせられる。

【0039】トランスバーサルフィルタ15のタップ係数 K_{TP} を『 $c_k(n)$ 』としてあらわし、また K をタップ数とすると、トランスバーサルフィルタ15の出力 $v(n)$ は、入力信号系列 $q(n)$ とタップ係数 $c_k(n)$ の畳み込み積分に等しいので、

【数3】

$$v(n) = \sum_{k=0}^{K-1} c_k(n) q(n-k)$$

となる。

【0040】この(数3)を(数2)に代入すると、次の(数4)が得られる。

【数4】

$$\begin{aligned} v(n) &= \sum_{k=0}^{K-1} c_k(n) \sum_{m=-\infty}^{\infty} g(n-m-k) w(m) \\ &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{K-1} c_k(n) g(n-k-m) w(m) \end{aligned}$$

なお、この(数4)では伝送路のインパルスレスポンスの長さが無限大として和を $-\infty$ から ∞ までとってあるが現実にはこの長さは有限である。

【0041】次に送信データ系列 $w(n)$ とトランスバーサルフィルタ15の出力 $v(n)$ の差、即ち誤差 $e(n)$ を計算する。

【数5】

$$e(n) = w(n) - v(n)$$

理論上の誤差はこの(数5)のようになるが、現実には送信データ系列 $w(n)$ が予め分かっていることは特別の場合を除いてありえないため、実際には出力 $v(n)$ の仮

$$D = \sum_{n=1}^N \{e(n)\}^2 = \sum_{n=1}^N \{w(n) - v(n)\}^2$$

検出結果に基づいて、予測送信系列 $w(n)'$ を作り、予測誤差 $e(n)'$ の計算に利用する。即ち、

【数6】

$$e(n)' = w(n)' - v(n)$$

となり適応等化係数計算回路19としては、この予測誤差 $e(n)'$ が極力小さくなるようにトランスバーサルフィルタ15のタップ係数を調整するものである。

【0042】この適応等化係数計算回路19の動作の具体例としてタップ係数 K_{TP} の調整アルゴリズムとして最大傾斜法を用いた場合の処理例を説明する。

【0043】タップ係数 $c_k(n)$ を最大傾斜法によって逐次修正するには、評価関数 D のタップ係数 $c_k(n)$ による偏微分を利用した次の(数7)で行なう。

【数7】

$$c_k(n+1) = c_k(n) - \mu \frac{\partial D}{\partial c_k(n)}$$

この(数7)において μ は定数で、最適点への正確な収束及び収束の早さのトレードオフから決定される。 μ の値を大きくすると、係数修正1回あたりの変化量が大きくなるので、収束に要する時間は短くなるが、最適点への収束性は悪くなる。

【0044】(数7)の式は毎 n ごとにタップ係数が更新されることを意味するが、 N 回に1回タップ係数が更新されるものとし、そのタップ係数を $c_k(p)$ とすると、(数7)は(数8)のように書き換えることができる。

30 【数8】

$$c_k(p+1) = c_k(p) - \mu \frac{\partial D}{\partial c_k(p)}$$

同様に、上記(数3)は(数9)のように書き換えることができる。

【数9】

$$v(n) = \sum_{k=0}^{K-1} c_k(p) q(n-k)$$

【0045】さらに具体的なアルゴリズムは(数8)の評価関数 D に何を選ぶかによって決定される。ここでは最小自乗法(LMS法)を用いた例を示す。LMS法の評価関数は(数10)に示すように予測誤差 $e(n)'$ の平均2乗誤差を使用する。ここでは平均化するデータ個数を N 個とした。

【数10】

11

12

【0046】この(数10)を(数9)に代入すると、

$$D = \sum_{n=1}^N \{ e(n) \}'^2 = \sum_{n=1}^N \left\{ w(n)' - \sum_{k=0}^{K-1} c_k(p) q(n-k) \right\}^2$$

となり、さらに評価関数Dのi番目のタップ係数 $c_i(p)$ による偏微分を計算すると(数12)となる。

*【数12】

$$\begin{aligned} \frac{\partial D}{\partial c_i(p)} &= -2 \sum_{n=1}^N q(n-i) \left\{ w(n)' - \sum_{k=0}^{K-1} c_k(p) q(n-k) \right\} \\ &= -2 \sum_{n=1}^N q(n-i) e(n)' \end{aligned}$$

【0047】そしてこの(数12)の『i』を『k』に変換して(数7)に代入し、タップ係数変更アルゴリズムとなる(数13)を得る。

【数13】

$$c_k(p+1) = c_k(p) + \mu \sum_{n=1}^N q(n-k) e(n)'$$

この(数13)はトランスバーサルフィルタ15への入力 $q(n-k)$ と予測誤差 $e(n)'$ との掛算結果をN回積分し、それをタップ係数 $c_k(p)$ の補正值とすることを意味している。

【0048】適応等化係数計算回路19は例えば以上のような処理によりトランスバーサルフィルタ15に対するタップ係数 K_{TP} を可変設定していくものである。トランスバーサルフィルタ15に対するセンタータップとは、即ちタップ係数 $K_{TP}=1$ となるタップ位置を意味するものであるが、(数13)には、センタータップがどこであるかという概念はない。これを理論どおり受け取れば、適応等化係数計算回路19がタップ係数 $K_{TP}=1$ となるタップ位置を可変すれば、即ち各タップ位置に供給するタップ係数 K_{TP} のうち『1』となるタップ係数を与える位置を変更すれば、適応等化係数計算回路19がトランスバーサルフィルタ15のセンタータップ位置を可変できることになる。

【0049】ところが、次の2点から適応等化係数計算回路19がトランスバーサルフィルタ15のセンタータップ位置を可変することは困難になる。まず、タップ係数の初期値を全てゼロからスタートさせることができない点あげられる。センタータップ位置が未定だからといって、暫定的に全てのタップ係数を公平にゼロとして適応等化動作を開始させることはできない。なぜなら、このときにはトランスバーサルフィルタ15の出力がゼロになってしまうので、後段に接続される2値化回路16も、適応等化係数計算回路19も正常動作できないからである。全てのタップ係数を公平に同一値として適応等化動作を開始させても同様である。つまりトランスバーサルフィルタ15の等化特性が全く不規則となり、2

値化回路16、適応等化係数計算回路19の正常動作が不能となる。

【0050】さらにセンタータップは安定的に移動できないという点もあげられる。いずれかのタップをセンタータップとみなし、そのタップ係数を1として動作開始させた後、誤動作なくセンタータップが他のタップ位置に移動することはありえない。なぜならLMS方式の適応等化係数計算動作は、(数7)に示されるように、次期係数=現在の係数+補正量という逐次変化型の動作を行なうので、センタータップが移動する際には、瞬間的にせよどこか2か所のタップ係数が0.5などの中間的な値になる時期が発生する。この時期は等化特性が全く不規則なものとなり、エラーレートが悪化してしまう。場合によっては、適応等化動作として再び収束できないといった事態がおこる場合もある。

【0051】以上の事情から本例では、低域カット特性を持ち、しかし位相特性はハイパスフィルタ成分による位相進みを補正すべく遅れ位相を持つ特性を少ないタップ数のFIRフィルタで実現するために、トランスバーサルフィルタ15のセンタータップ位置(=インパルス応答の中心位置)をインパルスレスポンスが遅れる側にずらすことを、図2に示すような構成で実現することとしている。

【0052】図2はトランスバーサルフィルタ15の内部を示したブロック図であり、このトランスバーサルフィルタ15は遅延回路31~42、係数乗算器M1~M13、加算器43により形成されるタップ数13段のFIRフィルタとされている。そして適応等化係数計算回路19が係数乗算器M1~M13に対するタップ係数 $K_1 \sim K_{13}$ を上述した適応計算に基づいて発生させることで、適応等化装置が実現される。

【0053】ここで、図からわかるように9段目のタップ位置である乗算器M9に対するタップ係数は『1』に固定されており、つまり、13段のタップの内の9段目がセンタータップとされている。これはトランスバーサルフィルタ15のインパルス応答の中心位置が一般的な設計での中心位置(13段の場合は7段目)よりもイン

パルスレスポンスが遅れる側にずらされていることになる。即ち、インパルス応答の中心位置より時間的にはやい方向のタップ数を n 、インパルス応答の中心位置より時間的に遅い方向のタップ数を m としたときに、 $n > m$ となるようにインパルス応答の中心位置となるセンタータップ位置が設定されている。この例では $n = 8$ 、 $m = 4$ である。

【0054】このようにセンタータップ位置を設定することにより、13段という非常に少ないタップ数であってもこのトランスバーサルフィルタ15は、アナログ等化回路12の出力信号段階で発生している低域誤差を補正するフィルタとして機能する特性を得ることができる。即ち低域カット特性を持ち、しかし位相特性はハイパスフィルタ成分による位相進みを補正すべく遅れ位相を持つ特性とできる。

【0055】 $n > m$ となるようにセンタータップ位置が設定されている場合において、適応等化がなされた状態での各タップ位置のタップ係数を図10に、またゲイン特性、位相特性を図11に示す。この図10、図11は、タップ数を21としセンタータップを13段目、即ち $n = 12$ 、 $m = 8$ と設定している例である。図10からわかるように上述した図9と同様の、インパルス前のサイドローブが長くて大きいインパルス応答を得ることができ、また図11にみられるように、低域ゲインを落とすとともに、低域位相を遅らせることが実現されている。

【0056】以上のように本例におけるトランスバーサルフィルタ15及び適応等化係数計算回路19により、DAT記録再生装置の再生回路系において、隣接トラックのクロストーク除去のための低域カット特性を持ち、しかし位相特性はハイパスフィルタ成分による位相進みを補正すべく遅れ位相を持つフィルタが、少ないタップ段数による小規模な回路構成で実現できる。

【0057】さらに適応等化動作により、DAT記録再生装置の個々のヘッド構造の機械的誤差や回路上の温度特性誤差、さらには経時変化などによりクロストークの大小のばらつきに対して適応的に補償を行なうことができ、結果的に再生データのエラーレートの改善を実現できる。また、低域フィルタ作用を自動等化に盛り込むことにより、フィルタ特性の厳密な仕様化が不要となるという利点もある。

【0058】〔第2の実施の形態〕第2の実施の形態としてのDAT記録再生装置、及びそれに搭載される適応等化装置について図3、図4、図5で説明する。なお、上述した図1、図2と同一部分は同一符号を付し、説明を省略する。

【0059】この例は、トランスバーサルフィルタ15におけるセンタータップ位置を、上記第1の実施の形態例のようにインパルス応答の中心位置より時間的にはやい方向のタップ数を n 、インパルス応答の中心位置より

時間的に遅い方向のタップ数を m としたときに、 $n > m$ となるように設定するだけでなく、さらにそのセンタータップ位置を変化させることができるように構成したものである。

【0060】図3に示すようにトランスバーサルフィルタ15に対しては、適応等化係数計算回路19から発生されたタップ係数 K_{TP} は、センタータップ選択回路20を介して供給される。センタータップ選択回路20はマイクロコンピュータにより形成される制御部21からの制御により、センタータップ、即ちタップ係数 $K_{TP} = 1$ とするタップ位置を設定する動作を行なう。

【0061】また制御部21は、センタータップの切換動作を、操作情報に基づいて実行したり、電源投入時や再生開始時、テープ交換時等に自動的に実行させる。適切なセンタータップ位置の選択としては、例えばエラー訂正部18で得られるエラーレート情報EDやSN比情報などを参照して実行する。

【0062】図4に本例の要部の構成を示す。センタータップ選択回路20はスイッチSW7～SW13が設けられており、このスイッチSW7～SW13の出力が、トランスバーサルフィルタ15における乗算器M7～M13に対するタップ係数 $K_7 \sim K_{13}$ とされる。そしてスイッチSW7～SW13のTK端子には、適応等化係数計算回路19から出力された係数 $K_7 \sim K_{13}$ の値が供給されている。一方、スイッチSW7～SW13のT1端子には『1』の値が固定的に供給されている。乗算器M1～M6に対するタップ係数 $K_1 \sim K_6$ は適応等化係数計算回路19から出力された値がそのまま供給される。

【0063】即ち本例では、制御部21がセンタータップ選択回路20のスイッチSW7～SW13の内の1つを選択してT1端子に接続させることで、トランスバーサルフィルタ15のセンタータップ位置を設定するものであり、つまり13段のタップ位置のうちで7段目から13段目のタップのいずれかを任意にセンタータップとして設定できる。8段目から13段目のタップのいずれかがセンタータップとして設定された場合に、インパルス応答の中心位置より時間的にはやい方向のタップ数を n 、インパルス応答の中心位置より時間的に遅い方向のタップ数を m としたときに、 $n > m$ となるようにセンタータップが設定されたトランスバーサルフィルタ15が実現される。

【0064】このようにセンタータップ位置を可変可能に構成することで、低域フィルタ特性に柔軟性を持たせることができ、特に、各記録再生装置間のばらつきや磁気テープ90の個々の特性（記録されているトラック状態など）に応じて最も好適な低域フィルタ特性を得ることができる。

【0065】制御部21は、例えば図5のような処理で最適なセンタータップ位置を選択する。即ちまず再生動

作を実行させ(F101)、変数 x を 7 に設定する(F102)。そしてセンタータップ選択回路 20 におけるスイッチ SW (x) を T1 端子に接続させた状態でエラー訂正部 18 からのエラーレート情報 ED を監視し、スイッチ SW (x) を T1 端子に接続させた時点、つまり x 段目をセンタータップとした場合でのエラーレートを記憶する(F103, F104, F105)。このステップ F103, F104, F105 の処理を、ステップ F107 で変数 x をインクリメントしながら、ステップ F106 で変数 $x = 13$ となるまで繰り返し実行させる。

【0066】つまり、7 段目をセンタータップにした状態から 13 段目をセンタータップにした状態までについて、それぞれエラーレートを検出する。そしてステップ F108 では記憶した各センタータップ位置に対応するエラーレートから、その値が最小となるものを選び、そのときのセンタータップ位置を最適なセンタータップ位置として設定する。例えば 9 段目をセンタータップにした状態の時にエラーが最小であったなら、スイッチ SW9 を T1 端子に接続させ、以降 9 段目をセンタータップとして適応等化動作を実行させる。

【0067】このような動作を、向上出荷前の調整工程において実行したり、またユーザーが DAT 記録再生装置の電源を投入した際、再生開始の際、テープを入れ換えた際などに実行することで、常に最適な低域フィルタ特性を得ることができ、これにより再生データのエラーレートの低減、SN 比の向上等、再生動作性能を向上させることができる。

【0068】また、この例ではセンタータップ位置として 7 段目を選択したときは、全タップ位置の中央がセンタータップとなるが、これにより例えばクラス 4 パーシャルレスポンス等化方式が用いる場合などで、低域補正の必要のない信号を等化する目的でも本例の適応等化装置を用いることができる。つまり適応等化装置のみでみれば、DAT 記録再生装置以外の装置においても汎用的に使用できるものとなる。

【0069】なお、この例では選択可能な全てのタップ位置をセンタータップとしてみてもエラーレートを検出するようにしているが、過去のセンタータップ位置を基準としてその前後の数タップについてのセンタータップ状態を試してみても最適なセンタータップを探すなどにより、適切なセンタータップをより能率的に探索することは各種方法で可能である。また、エラーレートの外に SN 比データを用いて最適なセンタータップ位置を判断するようにしてもよい。

【0070】〔第 3 の実施の形態〕第 3 の実施の形態としての DAT 記録再生装置、及びそれに搭載される適応等化装置について図 6、図 7 で説明する。なお、上述した図 3、図 4 と同一部分は同一符号を付し、説明を省略する。

【0071】この例も上記第 2 の実施の形態例のように

センタータップ位置を変化させることができるようにするものであるが、この場合、初期値設定回路 22 により適応等化係数計算回路 19 で発生させるタップ係数 K_{TP} の初期値を指定することで、センタータップとするものである。つまり図 6 のように制御部 21 は初期値設定部 22 に対して所要の初期値 $I_{K_{TP}}$ を適応等化係数計算回路 19 に対して発生させる。初期値としては、メモリ 23 に、出荷前の調整時に設定した係数値や、前回の再生時における収束時点の係数値を記憶しておき、これらの値を初期値設定回路 22 から係数 $K1 \sim K13$ の値として発生させればよい。

【0072】図 7 に本例の要部を示すが、初期値設定回路 22 からは、係数 $K9$ を 1、係数 $K1 \sim K8$ 及び $K10 \sim K13$ を 0 とした初期値を適応等化係数計算回路 19 に供給している例を示している。

【0073】この場合適応等化係数計算回路 19 は、まず係数 $K9 = 1$ 、他を 0 とした係数 $K1 \sim K13$ を乗算器 $M1 \sim M13$ に供給した状態で適応等化動作を開始する。即ち 9 段目がセンタータップと設定されて動作が開始されることになる。そして 9 段目がセンタータップの状態における適応動作により係数 $K1 \sim K13$ は所要の係数値に収束されて安定する。なお、初期値はこの図に示すもののほか、上記した前回の収束時の値などの近似的収束値を用いることで、より収束までの時間を迅速化できる。

【0074】この構成の場合、制御部 21 は初期値として係数 $K_{TP} = 1$ とする位置を選択することで、センタータップ位置を可変設定できる。そして、上述した第 2 の実施形態例のように、各センタータップ位置でエラーレートを観測して、最適なセンタータップ位置を設定するようにすれば、常に最適な低域フィルタ特性を得ることができる。

【0075】〔第 4 の実施の形態〕第 4 の実施の形態としては、より回路規模を小さくできるものである。以上説明してきたような各例においては、センタータップ位置を遅れ側にずれた位置に設定することで、図 11 に示したような特性が得られるが、図 10 をみると分かるように、インパルス前のサイドローブでは、そのレスポンス値は 11 段目を除いて全てマイナスの値である。

【0076】これに着目すると、インパルス前のサイドローブにあたるタップ係数の値としては、常にマイナスの値（もしくはゼロを含むマイナスの値）としても問題ないと考えることができる。なお、図 10 における 11 段目のレスポンス（係数 $K11$ ）は、ゼロか最大のマイナス値に丸めても問題はない。

【0077】そこで、上記した第 1 の実施形態例における図 2 を例にとると、タップ係数 $K1 \sim K8$ は、ゼロ又はマイナス値に制限してもよいことになる。本例としてはタップ係数 $K1 \sim K8$ についてはゼロを含むマイナスの値のみとすることで、乗算器 $M1 \sim M13$ の乗算回路

系の規模を削減する。即ちタップ係数 $K_1 \sim K_8$ をゼロを含むマイナスの値のみとすることは、例えば係数値を2の補数表現で8ビットデータとした場合、極性をあらずビットをなくした7ビットでよいことを意味し、これにより、当然に乗算回路系の規模（ゲート数等）は削減できる。

【0078】なお実際には、適切な係数値の範囲は各タップ位置ごとにさらに限定できるものであり、例えば21段のタップに対してセンタータップが13段目とされるような場合、センタータップを中心とした10～16段目に対する係数値 $K_{10} \sim K_{16}$ は8ビット、7～9段目及び17～19段目に対する係数値 $K_7 \sim K_9$ 、 $K_{17} \sim K_{19}$ は7ビット、1～6段目及び20、21段目に対する係数値 $K_1 \sim K_6$ 、 K_{20} 、 K_{21} は6ビット、というように係数値を制限することで、より回路規模を縮小することも可能である。

【0079】

【発明の効果】以上説明したように本発明では、適応等化装置をトランスバーサルフィルタ手段と、適応演算に基づいてトランスバーサルフィルタ手段の各タップ位置に対する係数を可変発生させる係数発生手段とから形成し、トランスバーサルフィルタ手段は、インパルス応答の中心位置より時間的にはやい方向のタップ数を n 、インパルス応答の中心位置より時間的に遅い方向のタップ数を m としたときに、 $n > m$ となるようにインパルス応答の中心位置となるセンタータップ位置が設定されているようにする。これにより、タップ数の少ない小規模なフィルタ回路として、低域カット特性を持ち、しかし位相特性はハイパスフィルタ成分による位相進みを補正すべく遅れ位相を持つフィルタが実現できるという効果がある。

【0080】そしてこのような適応等化装置を、電磁変換系の伝達特性がDC帯域まで伸びた特性となる等化方式が採用されており、記録媒体から読み出された信号を等化した後デコード処理を行なってデータ再生を行なうデータ再生装置において、等化誤差の補償のために用いるようにすることで、好適な等化誤差補償動作が実現され等化性能の向上から、データデコード性能の向上、エラーレート改善、SN比の改善等を実現できるという効果がある。

【0081】さらに適応等化動作により、再生装置の個々のヘッド構造の機械的誤差や回路上の温度特性誤差、さらには経時変化などによりクロストークの大小のばらつきもに対して適応的に補償を行なうことができ、これによっても再生データのエラーレートの改善を実現でき、また低域フィルタ作用を自動等化に盛り込むことにより、適応等化装置におけるトランスバーサルフィルタ特性の厳密な仕様化が不要となるという利点もある。

【0082】また本発明ではトランスバーサルフィルタ手段におけるセンタータップ位置を可変設定できるセン

タータップ可変手段を設けることにより、低域フィルタ特性に柔軟性を持たせることができ、特に、各記録再生装置間のばらつきなどに応じて最も好適な低域フィルタ特性を得ることができ、これにより互換性能も向上する。

【0083】またセンタータップ可変手段は、デコードされた再生データについてのエラー発生状況に応じてトランスバーサルフィルタ手段におけるセンタータップ位置の可変制御を行なうことで、エラー状況に対して最も好適なセンタータップ位置を設定でき、機器や記録媒体の状況に応じて再生性能の向上を実現できる。

【0084】さらに、係数発生手段は、トランスバーサルフィルタ手段におけるインパルス応答の中心位置より時間的にはやい方向の各タップ位置に対しての係数の値としては、ゼロを含む一方の極性の値に限定して発生させるようにすることで、一層の回路規模の簡略化を促進できる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施の形態の記録再生装置のブロック図である。

【図2】第1の実施の形態の適応等化装置のブロック図である。

【図3】本発明の第2の実施の形態の記録再生装置のブロック図である。

【図4】第2の実施の形態の適応等化装置のブロック図である。

【図5】第2の実施の形態の適応等化装置におけるセンタータップ選択処理のフローチャートである。

【図6】本発明の第3の実施の形態の記録再生装置のブロック図である。

【図7】第3の実施の形態の適応等化装置のブロック図である。

【図8】本発明の適応等化装置で求められる特性の説明図である。

【図9】本発明の適応等化装置で求められるインパルスレスポンスの説明図である。

【図10】本発明の適応等化装置でのインパルスレスポンスの説明図である。

【図11】本発明の適応等化装置での特性の説明図である。

【図12】各種等化方式の特性の説明図である。

【図13】ハイパスフィルタのモデルの説明図である。

【図14】ハイパスフィルタの特性の説明図である。

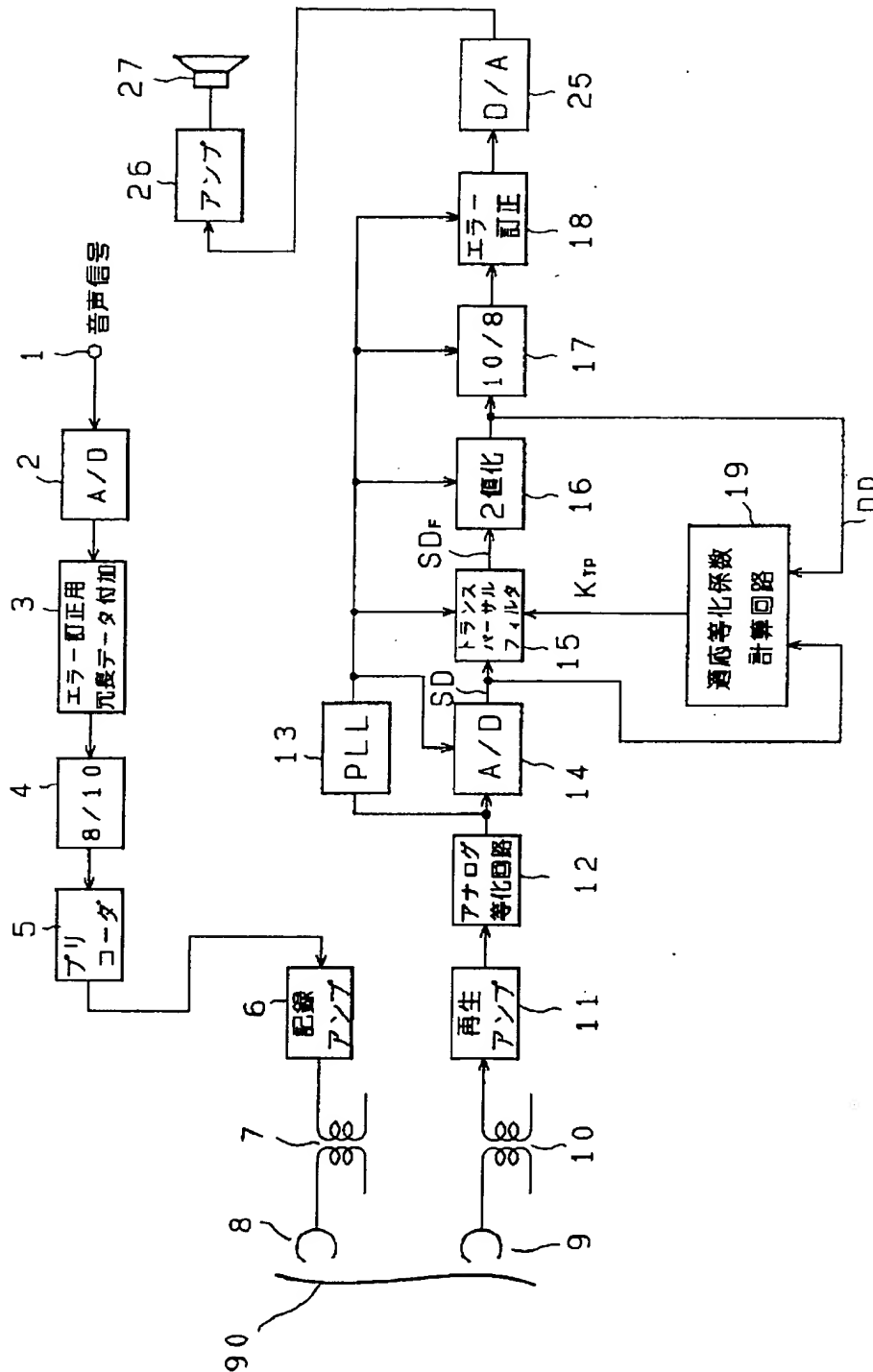
【符号の説明】

4 8-10変調部、5 プリコーダ、6 記録アンプ、7、10 ロータリーエンコーダ、8 記録ヘッド、9 再生ヘッド、11 再生アンプ、12 アナログ等化回路、13 PLL回路、14 A/D変換器、15 トランスバーサルフィルタ、16 2値化回路、17 10-8変換部、18 エラー訂正部、19 適

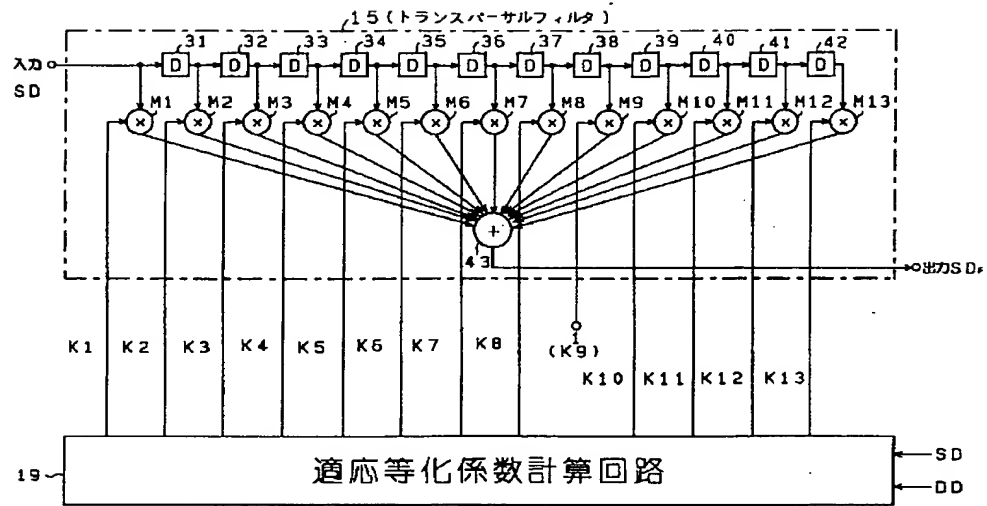
応等化係数計算回路、20 センタータップ選択回路、

21 制御部、22 初期値設定回路

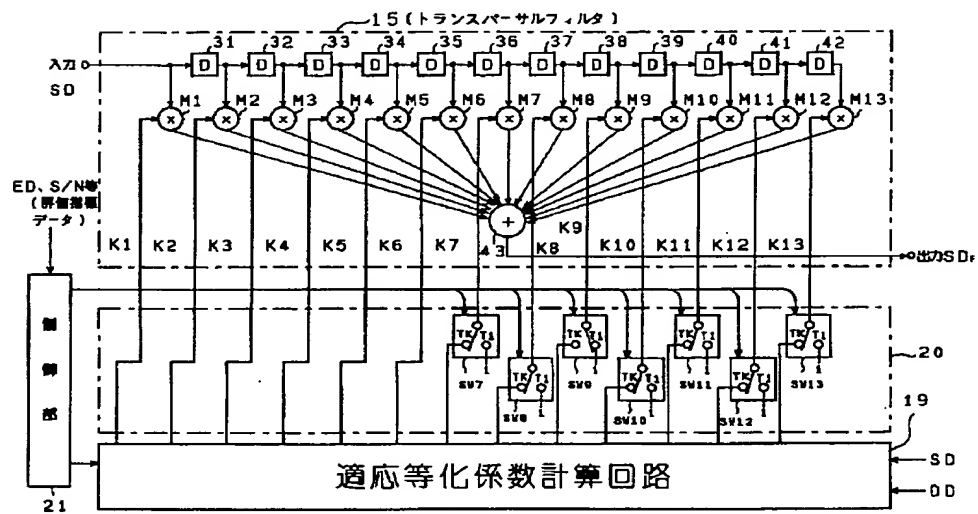
【図1】



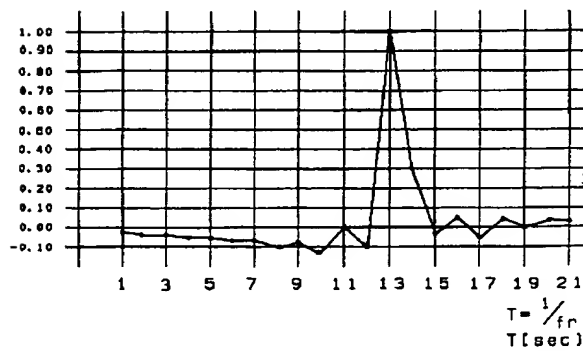
【図2】



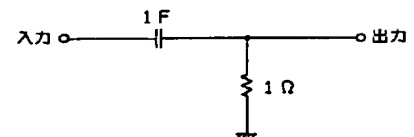
【図4】



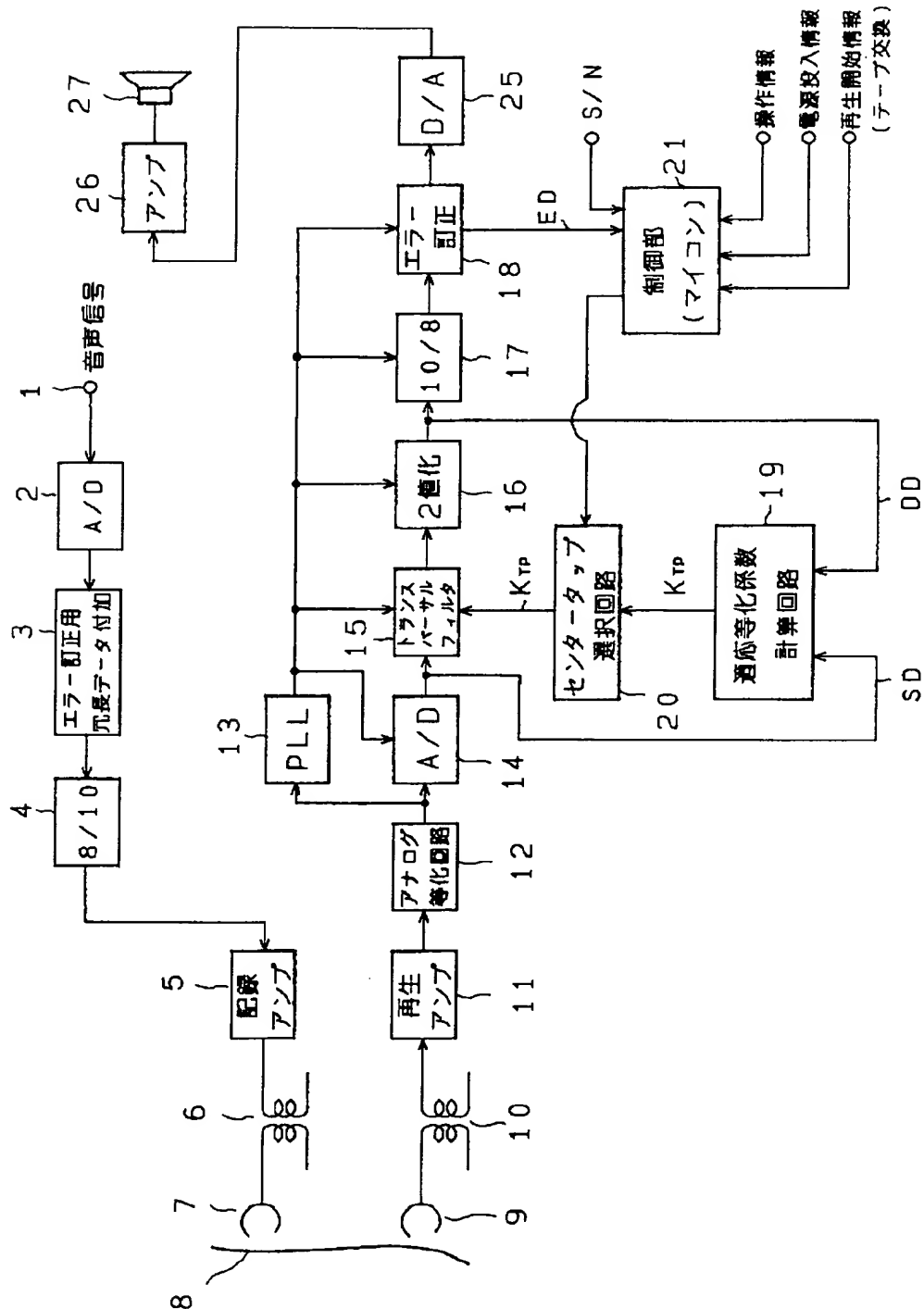
【図10】



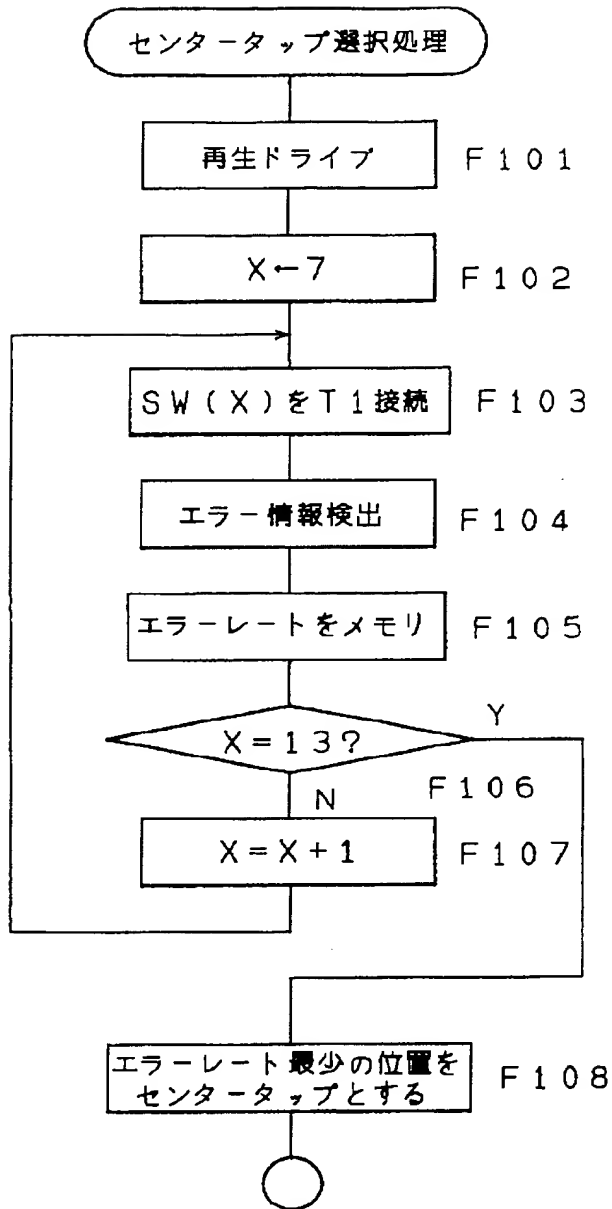
【図13】



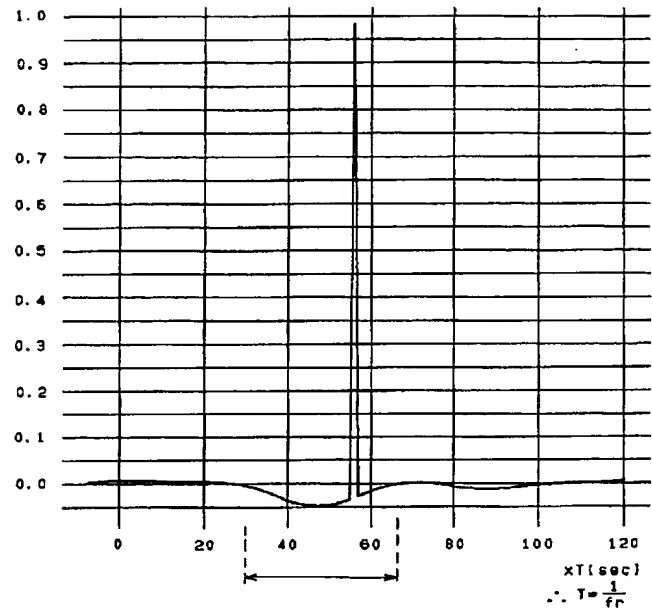
【図3】



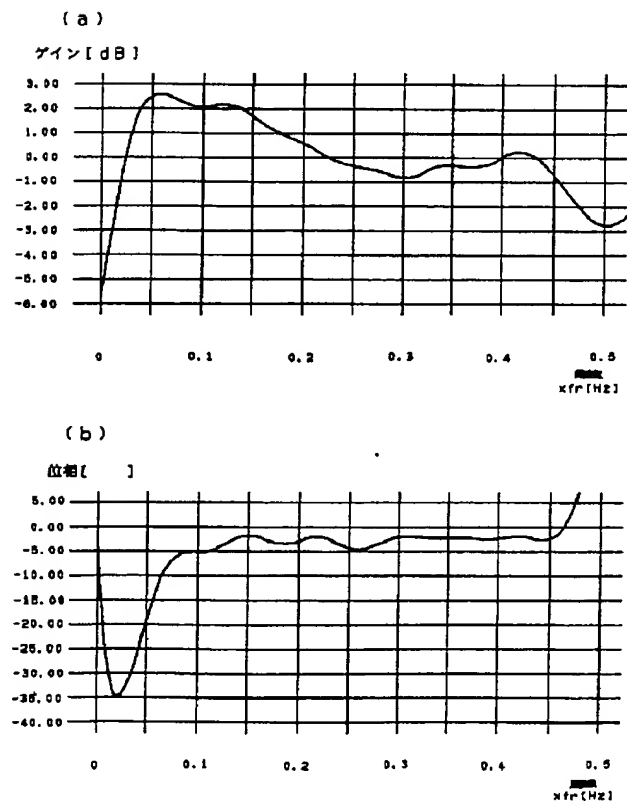
【図 5】



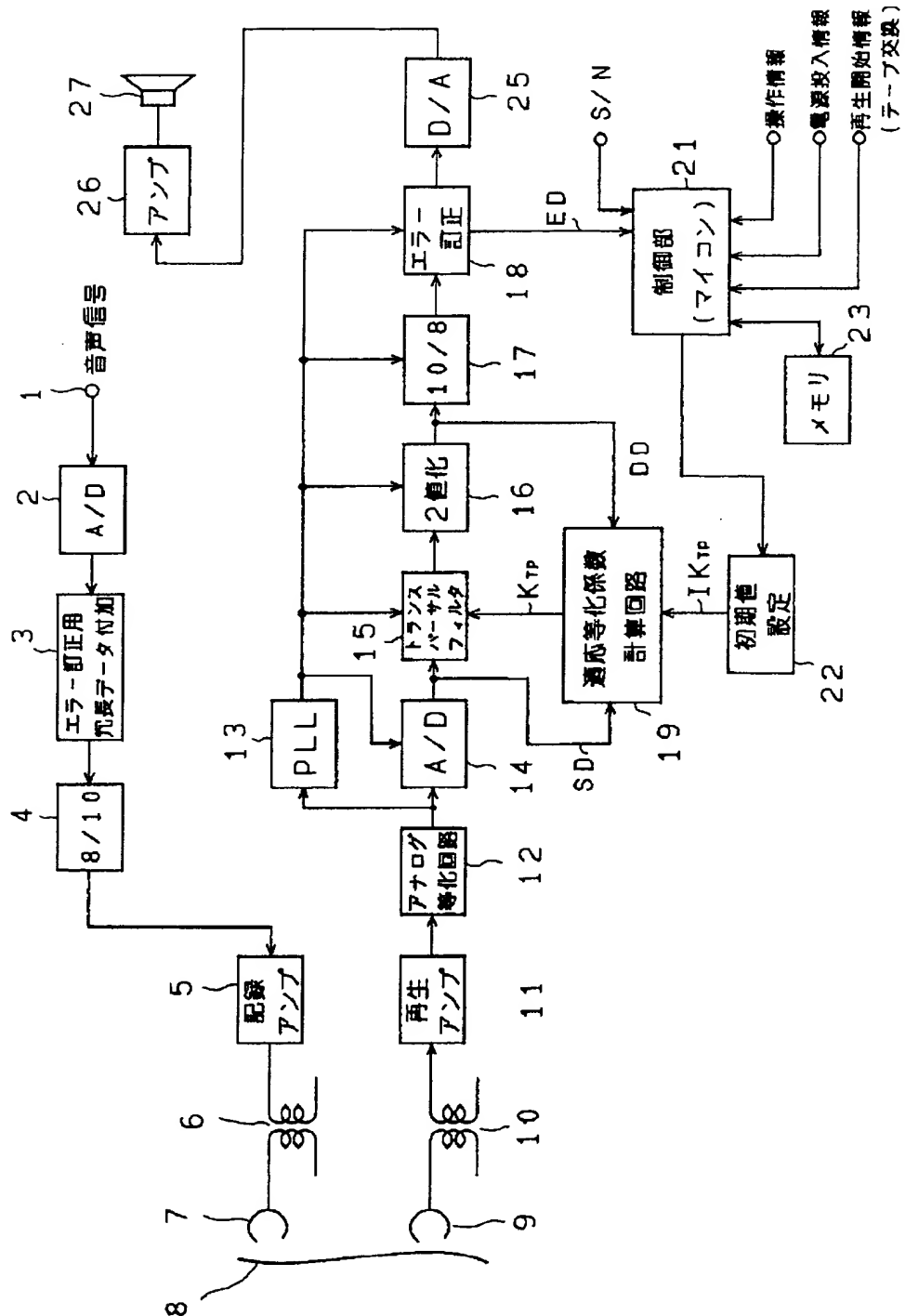
【図 9】



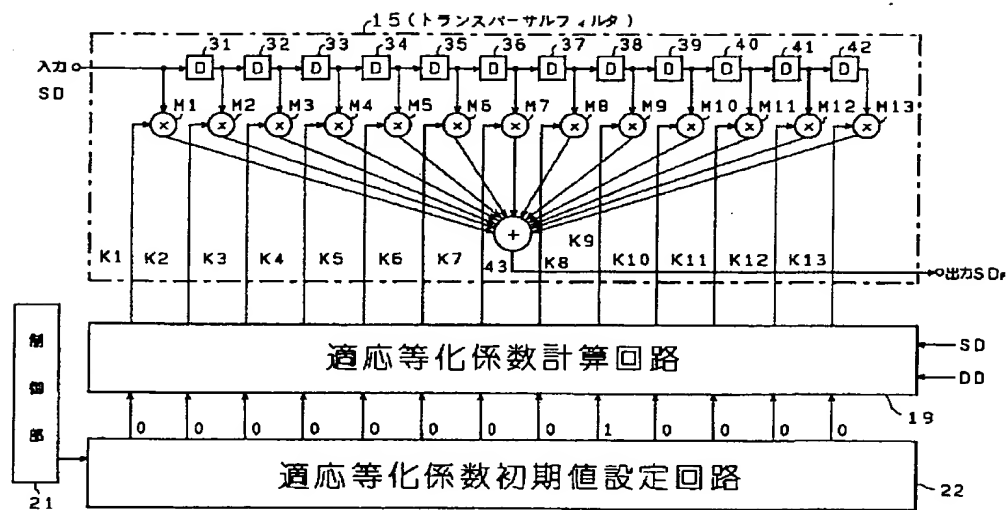
【図 11】



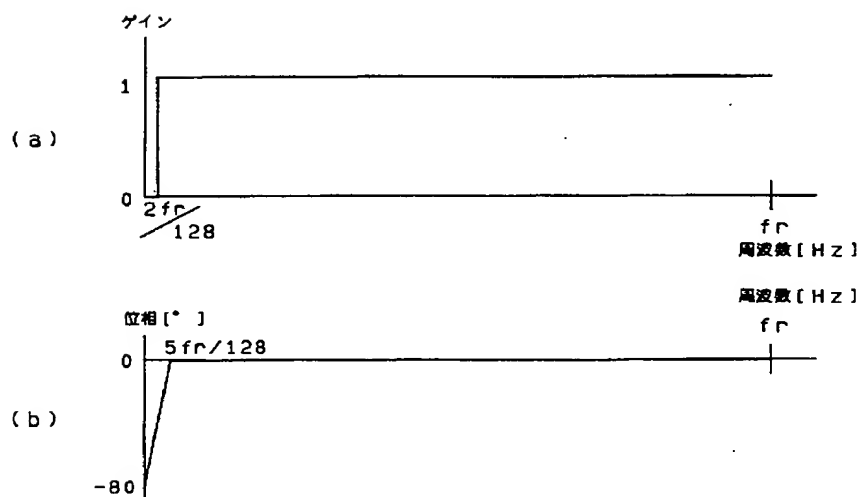
— 15 —



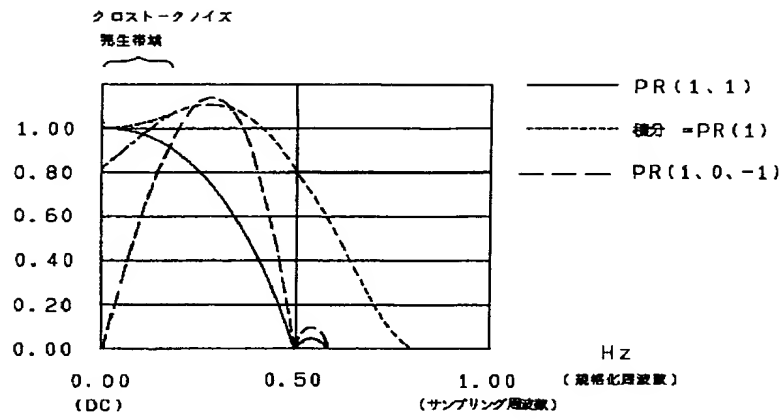
【図 7】



【図 8】



【図12】



各等化方式の特性

【図14】

